



Analiza Systemu Termoanemometru Falowego

ZYGMUNT BIERNACKI

Wyższa Szkoła Zarządzania, 42-200 Częstochowa, ul. Rząsawska 40

Streszczenie. W pracy przedstawiono badania Systemu Termoanemometru Falowego (STF), opracowanego i zbudowanego na podstawie koncepcji autora. Pierwotna idea znaczników cieplnych, podana przez Kovasznaya, posłużyła do opracowania STF przeznaczonego do określania prędkości przepływu medium poprzez pomiar czasu przelotu tych znaczników, unoszonych przez badane medium przepływowe (np. gaz), na dokładnie ustalonym a priori odcinku Δl , będącym charakterystycznym parametrem konstrukcyjnym sensora pomiarowego. Zakres badań obejmuje analizę modelu z wykorzystaniem symulacji komputerowych, jak również badania laboratoryjne. Praca koncentruje się głównie na użyciu adekwatnych metod matematycznych do analizy modelu.

Słowa kluczowe: termoanemometr falowy, znaczniki termiczne, medium przepływowe

Symbole UKD: 532.57

1. Wprowadzenie

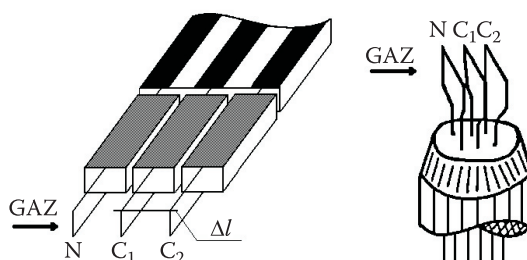
Dokonując modyfikacji koncepcji L. S. G. Kovasznaya [1], opracowano i zbudowano System Termoanemometru Falowego [2, 4]. W oparciu o wymienioną koncepcję realizowane są różne odmiany rozwiązań konstrukcyjnych sensorów i układów termoanemometrycznych nazywanych falowymi lub impulsowymi [2, 3]. Prezentowany STF opiera się na jednym z trzech wariantów konstrukcyjnych sensora termorezystancyjnego [2]. System ten opracowano w celu możliwie maksymalnego ograniczenia wszystkich niedogodności technicznych znanych i stosowanych dotychczas termoanemometrów konwekcyjnych [4, 5]. Istota funkcjonowania omawianego STF opiera się na pomiarze czasu Δt przelotu znaczników termicznych, unoszonych przez badane medium przepływowe, na dokładnie ustalonym a priori odcinku Δl będącym charakterystycznym parametrem konstrukcyjnym sensora pomiarowego, zgodnie z zależnością:

$$W_G = \frac{\Delta l}{\Delta t} \left[\frac{m}{s} \right]. \quad (1)$$

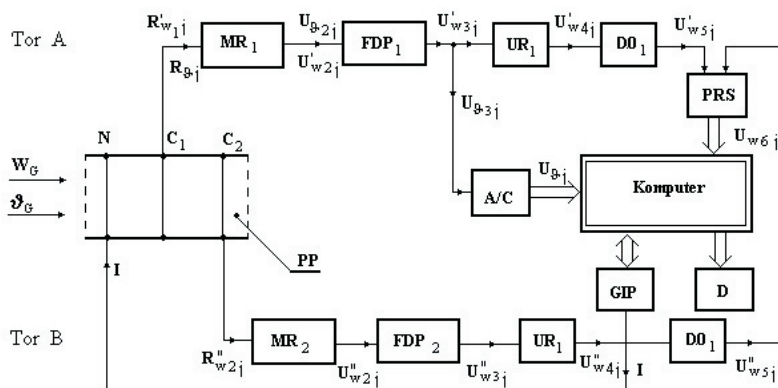
W rozwiązaniach Autora [2, 4] przyjęto wartość Δl rzędu kilku milimetrów, a częstotliwość generacji znaczników rzędu kilkudziesięciu herców. Rysunek 1 przedstawia rozwiązania aplikacyjne sensora pomiarowego STF wg odmiany trójwłótkowej.

W wersji przedstawionej na rysunku 1 a zastosowanej w STF, sensor składa się z nadajnika N i dwóch czujników (detektorów) C_1 i C_2 . Adekwatną do ww. sensora konfigurację układową STF, wg własnej koncepcji, przedstawiono na rysunku 2.

W celu oceny właściwości metrologicznych STF przeprowadzono szerokie jego badania zarówno analityczne, jak i empiryczne na odpowiednio do tego celu zbudowanym stanowisku laboratoryjnym [4].



Rys. 1. Sensor trójelementowy STF, wersje: a) segmentowa; b) zintegrowana



Rys. 2. Schemat blokowy Systemu Termocopii Falowej

2. Analiza modelowa i symulacyjna STF

Jako rezultat rozważań zawartych w pracy [4] otrzymano zależności ujmujące termiczne przebiegi falowe zachodzące w sensorze pomiarowym STF. Stanowią one adekwatny model matematyczny wykorzystany następnie do modelowania symulacyjnego:

— dla elementu nadawczego N

$$\Theta_{N1}(t) = \Theta_{10} + \frac{b}{a}(1 - e^{-at}) \quad \text{gdzie } t \in \langle 0, t_i \rangle \quad (2)$$

$$\Theta_{N2}(t) = \Theta_{10} + \frac{b}{a} \left(1 - e^{-\frac{aT}{2}} \right) \cdot e^{-\frac{a(T-t)}{2}} \quad \text{gdzie } t \in \langle t_i, T \rangle \quad (3)$$

— dla detektora C_1

$$\Theta_{C11}(t) = \Theta_{10} + K_{C1} \left[\frac{b}{a} + \left(-\frac{b}{a} - b(t - t_0) \right) e^{-a(t-t_0)} \right] \quad \text{gdzie } t \in \langle t_0, 2t_i \rangle \quad (4)$$

$$\Theta_{C12}(t) = \Theta_{10} + k_{C1} \left\{ e^{-a(t-t_0)} \left[\frac{b}{a} e^{\frac{aT}{2}} - b \frac{T}{2} - \frac{b}{a} + b \left(1 - e^{-\frac{aT}{2}} \right) e^{\frac{aT}{2}} \left(t - t_0 - \frac{T}{2} \right) \right] \right\} \quad (5)$$

gdzie $t \in \langle 2t_0, 2t_i + T \rangle$

— dla detektora C_2

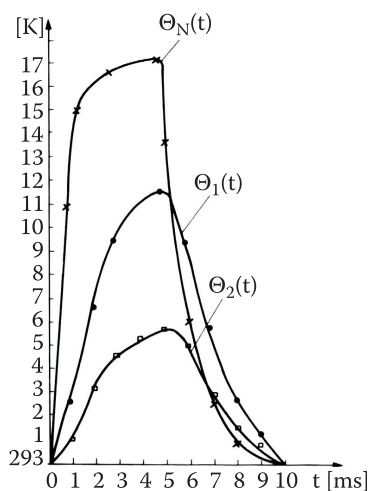
$$\Theta_{C21}(t) = \Theta_{20} + k_{C2} \left\{ \frac{b}{a} + \left[-\frac{b}{a} b(t - 2t_0) \right] e^{-a(t-2t_0)} \right\} \quad \text{gdzie } t \in \langle 2t_0, 2t_0 + T \rangle \quad (6)$$

$$\Theta_{C22}(t) = \Theta_{20} + k_{C2} \left\{ e^{-a(t-2t_0)} \left[\frac{b}{a} e^{\frac{aT}{2}} - b \frac{T}{2} - \frac{b}{a} + b \left(1 - e^{-\frac{aT}{2}} \right) e^{\frac{aT}{2}} \left(t - 2t_0 - \frac{T}{2} \right) \right] \right\} \quad (7)$$

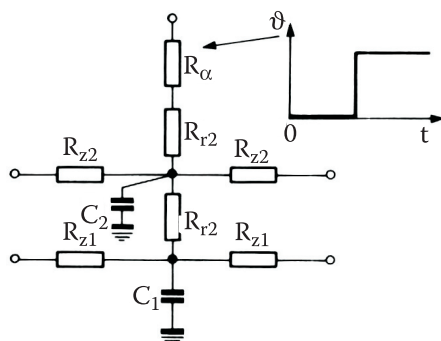
gdzie $t \in \langle 2t_0 + \Delta t, 2t_i + \Delta t + T \rangle$.

Następnie, tak sprecyzowany model matematyczny sensora pomiarowego stanowił podstawę do opracowania programu symulacyjnego. Program ten pod

nazwą „Docent” napisano w języku Turbo Pascal z użyciem pakietu kompilatora Turbo Pascal firmy Borland. Łatwo zauważyć, mimo zmniejszenia się amplitudy tych impulsów (znaczników), że są one jednoznacznie wykrywane i stanowią podstawę funkcjonowania STF (rys. 3). Na podstawie użytych modeli (2 do 7) można analizować przebiegi zmian temperatury w czasie włókien odpowiednio nadajnika N oraz detektorów C_1 i C_2 . Druciki (włókna) zarówno N , jak i C_1 i C_2 potraktowano tu jako walce jednorodne. Jednak w praktyce, po dłuższej pracy sensora w rzeczywistym gazie, na powierzchni nadajnika N oraz czujników C_1 i C_2 gromadzi się osad np. cementowy. Zatem „*nolens volens*” włókno sensora należy rozpatrywać jako niejednorodne (dwuwarstwowe) walce, wyprowadzić odpowiednie wzory oraz zestawić model RC (rys. 4).



Rys. 3. Charakterystyki termiczne elementów sensora STF



Rys. 4. Model dyskretny RC elementu sensora (jako walca dwuwarstwowego)

Przykładowo dla $I_N = 0,06$ [A] - $t_0 = 5$ [ms], $T_{\max} = T = 400$ [ms], $\Theta_N(t) \Rightarrow m_x = 30$ [deg/cm], $\Theta_1(t) \Rightarrow m_0 = 0,5$ [deg/cm], $\Theta_2(t) \Rightarrow m = 0,3$ [deg/cm], $\vartheta_0 = 293$ [K], $\vartheta(t) = \vartheta_0 + l_\vartheta \cdot m$ [K].

Tworzące model elementy określono z zależności:

$$R_\alpha = \frac{1}{2\Pi \cdot R_2 \cdot \alpha \cdot l} \left[\frac{W}{K} \right]; \quad R_{z1} = \frac{0,5l}{\Pi \cdot \lambda_1 R_1^2}$$

$$R_{r2} = \frac{\ln R_2 / R_1}{2\Pi \cdot \lambda_2 \cdot l} \left[\frac{W}{K} \right]; \quad R_{z2} = \frac{0,5l}{\Pi \cdot \lambda_2 (R_2^2 - R_1^2)} \quad (8)$$

$$C_1 = \frac{\Pi \cdot \lambda_1 \cdot R_1^2 \cdot l W_S}{a_1 K}; \quad C_2 = \frac{\Pi \cdot \lambda_2 (R_2^2 - R_1^2) \cdot l W_S}{a_2 K}.$$

Na podstawie przyjętego modelu (rys. 4) można prześledzić przebiegi zmian temperatury w osi walca dwuwarstwowego, po poddaniu go skokowi temperatury. W rezultacie analizy stwierdza się, że rozpatrywany układ cieplny można aproksymować właściwościami dynamicznymi członu inercyjnego II rzędu o transmitancji operatorowej:

$$K(s) = \frac{1}{(T_1 s + 1) \cdot (T_2 s + 1)}. \quad (9)$$

Stąd odpowiedź rozpatrywanego detektora na wymuszenie skokowe ma postać:

$$\vartheta(t) = \vartheta_M \left[1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right]. \quad (10)$$

Analityczna postać przebiegu zmian nieustalanej temperatury w walcu dwuwarstwowym (modele ciągłe), po poddaniu go jednostkowemu skokowi temperatury, przybiera postać bardziej skomplikowaną [7, 9]:

$$\vartheta(t) = K \left[1 - \frac{4}{\Pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cdot \exp\left(-\frac{\Pi^2}{4T} (2n+1)^2 \cdot t\right) \right]. \quad (11)$$

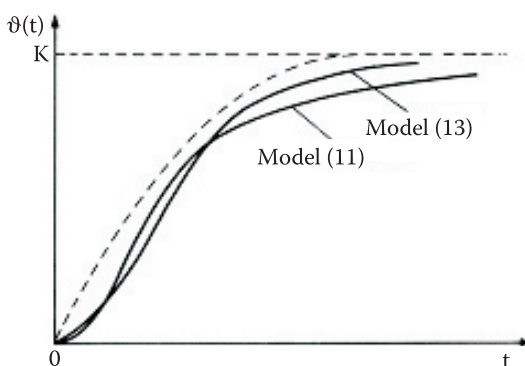
Często do analizy niestabilnych zmian temperatury w walcu dwuwarstwowym przydatny jest model typu continuum RC o transmitancji:

$$K(s) = K \exp(-\sqrt{sT}). \quad (12)$$

Odpowiedź układu o transmitancji (12) na skok jednostkowy wyraża następujący wzór:

$$\vartheta(t) = \frac{2K}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{\frac{1}{2\sqrt{T}}}^{\infty} \exp(-\gamma^2) d\gamma. \quad (13)$$

Postać graficzną modeli wyrażonych wzorami (11) i (13) przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Przebiegi odpowiedzi skokowych modeli typu Continuum (wzory 11 i 13)

Zależność (14) związana jest z tzw. funkcją błędu $erf(\gamma)$, którą definiuje się następująco:

$$erf(\gamma) \stackrel{df}{=} \frac{2K}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_0^x \exp(-\gamma^2) d\gamma = \frac{2K}{\sqrt{\pi}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \gamma^{2n+1}}{(2n+1)n!} \Bigg|_0^x a. \quad (14)$$

Biorąc do analizy np. 4 wyrazy szeregu (wzór 15), otrzymuje się zależność:

$$\operatorname{erf}(\gamma) \approx \frac{2K}{\Pi} \cdot \left[\gamma - \frac{\gamma^3}{3} + \frac{\gamma^5}{10} - \frac{\gamma^7}{42} \right]. \quad (15)$$

Praktyczną realizację laboratoryjnego prototypu STF poprzedzono jego modelowaniem komputerowym. W badaniach symulacyjnych stosowano specjalistyczny program zw. MIKRO-CAP II, przeznaczony do analizy układów elektronicznych.

3. Analiza metrologiczna dokładności pomiarów STF

Aby móc dokonać możliwie pełnej analizy metrologicznej rezultatów badań Systemu Termooanemometru Falowego, sprecyzowano [7, 9] adekwatne równania pomiarowe oraz zależności określające poszczególne składowe błędów w obu kanałach pomiarowych systemu.

3.1. Kanał pomiaru temperatury

Analityczny opis pomiaru temperatury w tym kanale ujmuje ciąg sekwencyjnie realizowanych przekształceń wg następującej zależności:

$$\vartheta_{gj} \rightarrow R_{\vartheta_{1j}} \rightarrow U_{\vartheta_{2j}} \rightarrow U_{\vartheta_{3j}} \rightarrow \left[U_{\vartheta_{3j}} \right]_{\Delta_k U}^{h_{a/c}} \rightarrow \left[\left[U_{\vartheta_{3j}} \right]_{\Delta_k U}^{h_{a/c}} \left[m_{\vartheta} \right]_{\Delta_k m} \right]_{\Delta_k \vartheta}^{h_p}. \quad (16)$$

Dokonując dalszych przekształceń ostatniej zależności (16), otrzymano równanie pomiarowe stanowiące model matematyczny układu pomiarowego Systemu Termooanemometru Falowego w postaci (17):

$$\begin{aligned}
\vartheta_{gj}^*(t) = & \left[\frac{\Delta_k U \cdot K^n}{U_1 \cdot K} \left\{ \frac{W^n}{W} \left[\frac{1 - e^{-\frac{t_k}{RC}} - \frac{t_k}{RC} e^{-\frac{t_j}{RC}}}{1 - e^{-\frac{k\Delta t}{RC}}} \right] + \right. \right. \\
& + \frac{1}{(1 + R^2 \omega^2 C^2)^2} \left[\omega (1 + R^2 \omega^2 C^2) t_k e^{-\frac{t_j}{RC}} \right] + \\
& \left. \left. \frac{1 - R_2 \omega^2 C^2 \left[\sin \omega t_j - e^{-\frac{t_k}{RC}} \sin \omega (t_j - t_k) \right]}{W \left[1 - e^{-\frac{k\Delta t}{RC}} \right]} + \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{2RC\omega \left[\cos \omega t_j - e^{-\frac{t_k}{RC}} \cos (t_j - t_k) \right]}{W \left[1 - e^{-\frac{k\Delta t}{RC}} \right]} \right\} \right]_{\Delta_k \vartheta}^{hP} \cdot \vartheta_{gj}
\end{aligned} \tag{17}$$

W oparciu o dokonane rozważania i równanie pomiarowe w kanale pomiaru temperatury wyróżniono jedenaście składowych błędów, objętych zależnością (18):

$$\begin{aligned}
\Delta \vartheta_{gj}^* = \vartheta_{gj}^* - \vartheta_{gj} = & \Delta_{1\alpha} \vartheta_{gj}^* + \Delta_{1\beta} \vartheta_{gj}^* + \Delta_{1I_z} \vartheta_{gj}^* + \Delta_{1K} \vartheta_{gj}^* + \Delta_{1h\varphi} \vartheta_{gj}^* + \\
& + \Delta_K \vartheta_{gj}^* + \Delta_d \vartheta_{gj}^* + \Delta_m \vartheta_{gj}^* + \Delta_0 \vartheta_{gj}^* + \Delta_\varphi \vartheta_{gj}^* + \Delta_n \vartheta_{gj}^* .
\end{aligned} \tag{18}$$

Na podstawie własnych spostrzeżeń oraz wyników badań, niektóre z tych składowych błędów, osiągających małe wartości, można dalej pominąć. Zatem w pierwszej kolejności dotyczy to składowych:

$$\Delta_{1\beta} \vartheta_{gj}^* = 0 \quad \text{ponieważ} \quad \beta = \frac{n}{2(n+1)} \quad \text{i} \quad n = \frac{720}{R_C}$$

jako iloraz oraz różnica liczb nie wnoszą błędów.

Dalej wyrażenia na składowe od α oraz I_z :

$$\Delta_{1\alpha} \vartheta_{gj}^* = \left(\frac{\alpha'^n}{\alpha'} - 1 \right) \vartheta_{gj} \quad [^\circ\text{C}],$$

w którym:

$$\alpha'^n = \alpha_r^n \cdot R_0^n = 19,08 \cdot 10^{-3} \quad [^\circ\text{C}^{-1}]$$

$$\alpha' = \alpha_r \cdot R_0 = 18,954 \cdot 10^{-3} \quad [^\circ\text{C}^{-1}]$$

$$\Delta_{1\alpha} \vartheta_{gj}^* = \frac{0,126}{18,954} \cdot 300 \cong 2,0 \quad [^\circ\text{C}]$$

$$\delta_{1\alpha} \vartheta_{gj}^* = \frac{\Delta_{1\alpha} \vartheta_{gj}^*}{\vartheta_{gj \max}} \cdot 100 \cong 0,7 \quad [\%]$$

$$\Delta_{1I_z} \vartheta_{gj}^* = \frac{\alpha'^n}{\alpha'} \cdot \left(\frac{I_z^n}{I_z} - 1 \right) \vartheta_{gj} = 2,2 \quad [^\circ\text{C}]$$

$$\delta_{1I_z} \vartheta_{gj}^* = \frac{\Delta_{1I_z} \vartheta_{gj}^*}{\vartheta_{gj \max}} \cdot 100 = 0,7 \quad [\%].$$

Następne składowe błędów pochodzą od wzmacniacza napięciowego oraz aktywnego filtra dolnoprzepustowego, a zatem:

$$\Delta_{1K} \vartheta_{gj}^* = \frac{\alpha'^n}{\alpha'} \cdot \frac{I_z^n}{I_z} \cdot \left(\frac{K^n}{K} - 1 \right) \vartheta_{gj} = 1,5 \quad [^\circ\text{C}]$$

$$\delta_{1K} \vartheta_{gj}^* = \frac{\Delta_{1K} \vartheta_{gj}^*}{\vartheta_{gj}} \cdot 100 = 0,5 \quad [\%]$$

$$\Delta_{1hp} \vartheta_{gj}^* = \frac{K^n \cdot \alpha'^n \cdot I_z^n}{K \cdot \alpha' \cdot I_z} \cdot \left[\frac{\int_0^t h^n(t-t') dt' - \int_0^t h(t-t') dt'}{\int_0^t h(t-t') dt'} \right] \cdot \vartheta_{gj}$$

Dalej wykorzystano wcześniej wyprowadzone zależności w postaci:

$$h(t-t') = \frac{1}{RC} \cdot e^{-\frac{t-t'}{RC}} \quad \text{ i } \quad \int_0^t h(t-t') dt' = 1 - e^{-\frac{t}{RC}},$$

w których:

$$R_1 = R_2 = 82 \quad [\text{k}\Omega]; \quad C_1 = C_2 = 44 \quad [\text{nF}]$$

$$T = R_1 \cdot C_1 = 3,6 \cdot 10^{-3} \quad [\text{s}]$$

oraz częstotliwość graniczna, odpowiadająca załamaniu charakterystyki dolnoprzepustowej filtra $f_{grH} = 44 \text{ Hz}$. Dla zastosowanej częstotliwości prądowych impulsów wymuszających w elemencie nadawczym N , wynoszącej

$$f^n = 25 \text{ Hz} \Rightarrow t^n = 0,04 \quad [\text{s}]$$

oraz dla:

$$f_{grH} = 44 \text{ Hz} \Rightarrow t_{grH} = 0,023 \quad [\text{s}].$$

Stąd rozważana składowa błędów przyjmie wartość:

$$\Delta_{1h\varphi} \vartheta_{gj}^* = \frac{K^n \cdot \alpha'^n \cdot I_z^n}{K \cdot \alpha' \cdot I_z} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{t^n}{RC}} - 1 + e^{-\frac{t_{grH}}{RC}}}{1 - e^{-\frac{t_{grH}}{RC}}} \vartheta_{gj} = 0,5 \quad [^\circ\text{C}]$$

$$\delta_{1h\varphi} \vartheta_{gj}^* = \frac{\Delta_{1h\varphi} \vartheta_{gj}^*}{\vartheta_{gj}} \cdot 100 = 0,16 \quad [\%].$$

Analogicznie zostaną określone następane składowe błędów:

$$\Delta_k \vartheta_{gj}^* = \frac{K^n \cdot \alpha^m \cdot I_z^n}{K \cdot \alpha' \cdot I_z} \cdot \left[-\frac{t_K}{RC} e^{-\frac{t_j}{RC}} - e^{-\frac{t_K}{RC}} \right] \cdot \vartheta_{gj} \cong 0,1 \quad [^\circ\text{C}]$$

$$\delta_k \vartheta_{gj}^* = \frac{\Delta_k \vartheta_{gj}^*}{\vartheta_{gj}} \cdot 100 = 0,04 \quad [\%].$$

Jak już wcześniej podkreślono, zastosowany w torze pomiaru temperatury 8-bitowy przetwornik analogowo cyfrowy typu ADC 0808 odznacza się wysokimi parametrami eksploatacyjnymi. Na wejściu posiada 8-kanalowy multiplexer. Czas konwersji przetwornika osiąga wartość około 100 μ s, a częstotliwość generatora jego impulsów taktujących wynosi 0,5 MHz. Pełny błąd kwantowania przetwornika wynosi $(\pm 1/2)$ LBS lub inaczej $(\pm 1/2) \Delta_k U$, co w przypadku napięcia podawanego na jego wejście z układu analogowego, wynoszącego od 0,5 do 5 V, daje wartość

$$\Delta_k U = \frac{U_{we}}{2^n + 1} = \frac{5}{256} = 20 \text{ [mV]}$$

oraz

$$\pm \frac{1}{2} \Delta_k U = \pm 10 \text{ [mV]}.$$

Krok kwantowania wyrażony w jednostkach temperatury wynosi:

$$\Delta_k \vartheta_{gj} = \frac{\vartheta_{g\max}}{2^n + 1} = \frac{300}{2^8 + 1} = 1,17 \text{ [}^\circ\text{C]}, \text{ co odpowiada klasie dokładności 0,5.}$$

Wymienione właściwości przetwornika A/C oraz mikroprocesora Z-80 dają podstawę do uznania dalszych czterech błędów składowych jako bliskich zeru, tj.:

$$\Delta_g \vartheta_{gj}^* \cong 0; \quad \Delta_0 \vartheta_{gj}^* \cong 0; \quad \Delta_\varphi \vartheta_{gj}^* \cong 0; \quad \Delta_p \vartheta_{gj}^* \cong 0.$$

Kolejna składowa błędów związana jest z określeniem współczynnika skalowania (m_g) z uwzględnieniem liczby kroków kwantowania mikroprocesora Z-80. W oparciu o równanie z pracy [9], otrzymano:

$$\Delta_m \vartheta_{gj}^* = \frac{K^n \cdot \alpha'^n \cdot I_Z^n}{K \cdot \alpha' \cdot I_Z} \cdot \left[1 - \frac{1 - \frac{t_K}{RC} \cdot e^{-\frac{t_j}{RC}} - e^{-\frac{t_K}{RC}}}{1 - e^{-\frac{K \cdot \Delta t}{RC}}} \right] \cdot \vartheta_{gj} = 0,015 \text{ [}^\circ\text{C]}.$$

W rezultacie przeprowadzonej analizy w kanale pomiaru temperatury STF otrzymano wartości poszczególnych składowych struktury błędów, co w zestawieniu przedstawia się następująco:

$$\begin{aligned}
\Delta_{1\beta} \vartheta_{gj}^* &= 0 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_{1\beta} \vartheta_{gj}^* = 0 \text{ [%]} \\
\Delta_{1\alpha} \vartheta_{gj}^* &= 2 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_{1\alpha} \vartheta_{gj}^* = 0,7 \text{ [%]} \\
\Delta_{1I_z} \vartheta_{gj}^* &= 2,2 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_{1I_z} \vartheta_{gj}^* = 0,7 \text{ [%]} \\
\Delta_{1K} \vartheta_{gj}^* &= 1,53 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_{1K} \vartheta_{gj}^* = 0,5 \text{ [%]} \\
\Delta_{1h\varphi} \vartheta_{gj}^* &= 0,5 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_{1h\varphi} \vartheta_{gj}^* = 0,16 \text{ [%]} \\
\Delta_K \vartheta_{gj}^* &= 0,12 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_K \vartheta_{gj}^* = 0,04 \text{ [%]} \\
\Delta_d \vartheta_{gj}^* &= 0 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_d \vartheta_{gj}^* = 0 \text{ [%]} \\
\Delta_0 \vartheta_{gj}^* &= 0 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_0 \vartheta_{gj}^* = 0 \text{ [%]} \\
\Delta_\varphi \vartheta_{gj}^* &= 0 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_\varphi \vartheta_{gj}^* = 0 \text{ [%]} \\
\Delta_\rho \vartheta_{gj}^* &= 0 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_\rho \vartheta_{gj}^* = 0 \text{ [%]} \\
\Delta_m \vartheta_{gj}^* &= 0 \text{ [}^\circ\text{C]} \Rightarrow \delta_m \vartheta_{gj}^* = 0,005 \text{ [%]}.
\end{aligned}$$

Zestawienie to nasuwa wniosek, że spośród jedenastu składowych błędów tylko trzy mają liczące się wartości, mogące wpływać na ostateczną dokładność pomiaru temperatury. Są to następujące składowe błędów:

$$\delta_{1\alpha} \vartheta_{gj}^*; \quad \delta_{1I_z} \vartheta_{gj}^*; \quad i \quad \delta_{1K} \vartheta_{gj}^*.$$

Wpływ pozostałych składowych na dokładność pomiaru temperatury jest znikomy i można go pominąć.

3.1. Kanał pomiaru prędkości

W kanale pomiaru prędkości przepływu medium współpracują ze sobą równoległe dwa tory pomiarowe.

Sygnaly w tych torach — od wejściowych czujników C_1 i C_2 , stanowiących czynne elementy niezrównoważonych mostków pomiarowych Wheatstone'a, aż do wyjścia układu (μP) — podlegają następującym przekształceniom:

$$\left. \begin{aligned}
I - W_{Gj} &\rightarrow R'_{W1j} \rightarrow U'_{W1j} \rightarrow U'_{W2j} \rightarrow U'_{W3j} \rightarrow U'_{W4j} \rightarrow U'_{W5j} \\
II - W_{Gj} &\rightarrow R''_{W2j} \rightarrow U''_{W1j} \rightarrow U''_{W2j} \rightarrow U''_{W3j} \rightarrow U''_{W4j} \rightarrow U''_{W5j}
\end{aligned} \right\} \rightarrow \quad (19)$$

$$U_{W6j} \rightarrow \left[Z \left[U_{W6j} \right]_{\Delta_k W}^{h_p} \left[m_{WG} \right]_{\Delta_k m} \right]_{\Delta_k W_G}^{h_p}.$$

Analogicznie jak wyżej, można tu, kolejno na wyjściach poszczególnych członów systemu, napisać równania pomiarowe [7, 9], które posłużą do następnych przekształceń wyrażenia (19).

W wyniku dokonanych operacji matematycznych sformułowano zależność stanowiącą model matematyczny kanału pomiaru prędkości medium STF, którego postać jest następująca:

$$W_{Gj}^*(t) = \left[\frac{\Delta_k t_{WZ} \cdot U_{W6m} \cdot n \cdot \Delta l}{t_l \left[Z \left[U_{W6m} \sum_{k=1}^n \left[1(t-t_k^n) - 1(t-t_k' - \Delta t^n) \right] \right] \right]_{\Delta_k t}} \right]_{\Delta_k W_G}^{h_p} \quad (20)$$

Bazując na sformułowaniach analitycznych zawartych w pracach [7, 9], obejmujących wszystkie istotne składowe struktury błędów w tym kanale pomiarowym, można dokonać oszacowania ich wartości. W kanale tym wyróżnia się sześć składowych błędów, a mianowicie:

$$\Delta W_{Gj}^* = \Delta_{\Delta l} W_{Gj}^* + \Delta_{f_W} W_{Gj}^* + \Delta_m W_{Gj}^* + \Delta_{\Delta t} W_{Gj}^* + \Delta_{z_l} W_{Gj}^* + \Delta_n W_{Gj}^* \quad (21)$$

Składowa $\Delta_{\Delta l} W_{Gj}^*$ pochodzi od niedokładnego określenia parametru konstrukcyjnego Δl przetwornika pomiarowego, stanowiącego odległość pomiędzy czujnikami C_1 i C_2 . Analitycznie składową tę wyraża wzór:

$$\Delta_{\Delta l} W_{Gj}^* = \left[\frac{\Delta_k f_W \cdot U_{W6m} \cdot n(\Delta_l^n - \Delta l)}{t_l \left[U_{W6m} \sum_{k=1}^n \left[l(t-t_K) - l(t-t_K - \Delta t) \right] \right]} \right] \quad (22)$$

Realnie Δl może być określone z niedokładnością $\pm 0,1$ mm, zaś dla przykładowej prędkości przepływu $W_G = 1$ m/s opóźnienie czasowe Δt powinno wynosić 1 ms. W rezultacie otrzymano wartości:

$$\begin{aligned} \Delta_{\Delta l} W_{Gj}^* &= 0,02 \text{ [m/s]} \\ \text{lub} \\ \delta_{\Delta l} W_{Gj}^* &= \frac{\Delta_{\Delta l} W_{Gj}^*}{W_{Gjn}} \cdot 100 = 0,13 \text{ [\%]}. \end{aligned}$$

Kolejna składowa błędu, pochodząca od niedokładności zadziałania układu PRS, stanowiącego układ bramkujący dla impulsów wzorcowych zliczanych w czasie Δt , obliczana jest z zależności:

$$\Delta_{\Delta t} W_{Gj}^* = \frac{\Delta_K \cdot f_W \cdot U_{W6m} \cdot n \cdot \Delta l}{t_1 \cdot U_{W6m}} \cdot \left[\frac{1}{\sum_{K=1}^n [l(t-t_K) - l(t-t_K - \Delta t^n)]} + \frac{1}{\sum_{K=1}^n [l(t-t_K) - l(t-t_K - \Delta t)]} \right] = 0,01 \text{ [m/s]} \quad (23)$$

oraz

$$\delta_{\Delta t} W_{Gj}^* = \frac{\Delta_{\Delta t} W_{Gj}^*}{W_{Gj}} \cdot 100 \cong 0,07 \text{ [%]}.$$

Następna składowa błędów $\Delta_m W_{Gj}^*$ pochodzi od operacji dyskretyzacji, tj. wyrażania odcinków czasu Δt odpowiednią liczbą (m) impulsów wzorcowych o częstotliwości $f_W = 1$ [MHz]. Do określania wartości tej składowej może posłużyć sformułowana w pracach [7, 9] zależność o postaci:

$$\Delta_m W_{Gj}^* = \frac{\Delta l^n \cdot n}{T_W} \left(\frac{1}{\sum_{K=1}^n m_i^n} - \frac{1}{\sum_{K=1}^n m_i} \right). \quad (24)$$

Dla przykładowej prędkości przepływu gazu wynoszącej $W_G = 1$ m/s składowa ta przyjmuje wartość:

$$\Delta_m W_{Gj}^* = \frac{5,1 \cdot 10^{-3} \cdot 5}{5 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} \left(\frac{1}{5050} - \frac{1}{5000} \right) = 0,05 \text{ [m/s]}$$

oraz

$$\delta_m W_{Gj}^* = \frac{\Delta_m W_{Gj}^*}{W_{Gj}} \cdot 100 = 0,3 \text{ [%]}.$$

Składowa błędu pochodząca od liczby (n) uśrednianych paczek w bezawaryjnej pracy układu przyjmuje wartość zerową; w przypadku wystąpienia tzw. błędu nadmiernego — należy go wyeliminować.

Pozostałe dwie składowe błędów: $\Delta_{jW} W_{Gj}^*$ — pochodzący od niestabilności częstotliwości generatora impulsów wzorcowych oraz $\Delta_{zi} W_{Gj}^*$ (błąd fiksacji impulsów wzorcowych) zostały rozpatrzone w pracach [7, 9]. Z uwagi na znikome wartości tych składowych mogą one być pominięte.

Dla pełności analizy metrologicznej otrzymanych wyników pomiarów korzystana będzie ich prezentacja graficzna. W celu stwierdzenia prawidłowości rozkładu, przykładowe wyniki [9] zostały pogrupowane od najmniejszej wartości $W_{G \min}$ do największej $W_{G \max}$, tworząc tzw. szereg rozdzielczy (tab. 1). Obszar zawarty pomiędzy $W_{G \min}$ a $W_{G \max}$, zwany rozstępem R z próby o populacji n (5 serii pomiarowych po 10 spostrzeżeń), podzielono na r jednostronnie (prawostronnie) domkniętych przedziałów o szerokości h , zwanych strefami.

TABELA 1

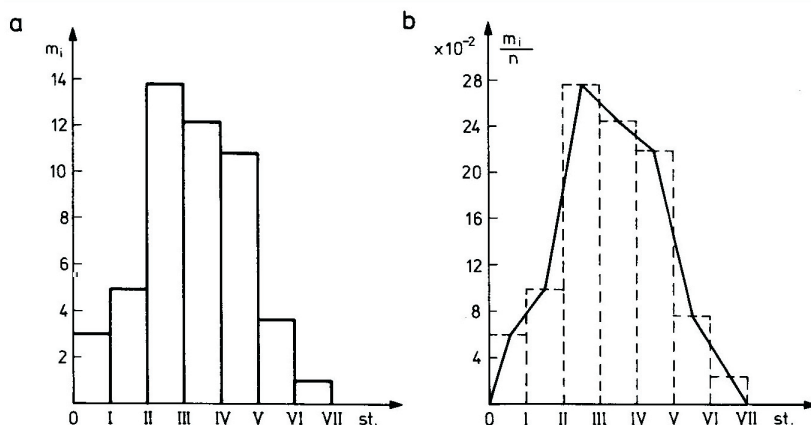
Dane pomocnicze do analizy wyników pomiarów STF (dla ich interpretacji graficznej)

Nr strefy	Interwały stref	Określenie zawartości strefy		Częstość m_i/n	Środek strefy W_{Gs}	$W_{Gs} m_i$	$W_{Gs} - W_{Gj}$	$(W_{Gs} - W_{Gj})^2$	$(W_{Gs} - W_{Gj})^2 m_i$
		graficzne	liczbowe m_i						
0	$-\infty$								
1	0,737–0,7433	III	3	0,06	0,7401	2,220	-0,017	0,0003	0,0009
2	0,7433–0,7469	II I II	5	0,1	0,7464	3,732	-0,011	0,0001	0,0005
3	0,7496–0,7559	II I II I II	14	0,28	0,7527	10,538	-0,005	0,000025	0,0003
4	0,7559–0,7622	II I II I	12	0,24	0,759	9,108	-0,001	0,000001	0,00001
5	0,7622–0,7685	II I II III	11	0,22	0,7653	8,418	-0,008	0,000064	0,0007
6	0,7685–0,7748	II I	4	0,08	0,7716	3,086	0,014	0,0002	0,0008
7	0,7748–0,7811	I	1	0,02	0,7779	0,778	0,020	0,0004	0,0004
8	$+\infty$								
Σ	\rightarrow	\rightarrow	$n = 50$	1,00	\rightarrow	37,880	\rightarrow	\rightarrow	0,00361

Do analizy przykładowej grupy wyników pomiarów (tab. 1) przyjęto, według prac [5, 6], zalecaną liczbę stref $r = 7$. Szerokość stref h przyjęto stałą dla całego rozstępu R i obliczono według zależności:

$$h = \frac{R}{r} = \frac{W_{G \max} - W_{G \min}}{r}, \tag{25}$$

otrzymując, dla wyników ujętych w tabeli 1, $h = 0,0063$ m/s. Na podstawie tabeli 1 pogrupowane wyniki pomiarów można przedstawić graficznie w postaci odpowiednich histogramów i wieloboków częstości (rys. 6).



Rys. 6. Interpretacja graficzna rezultatów pomiarów serii uzyskanej Systemem Termoanemometru Falowego: a) histogram; b) wielobok częstości

W podsumowaniu wyniki pomiarów, przedstawione w postaci: histogramu i wieloboku częstości (rys. 6), wskazują na normalny rozkład poszczególnych spostrzeżeń w serii. Biorąc pod uwagę, że System Termoanemometru Falowego jest wyposażony w komputer, co zapewnia uzyskiwanie w sposób automatyczny w krótkim czasie długich serii pomiarowych, należy do opracowywania tych wyników stosować, jako adekwatny, aparat matematyczny w postaci rozkładu normalnego (Gausa). Uwagi te potwierdzają poprawność metrologiczną funkcjonowania STF.

4. Wnioski

- Sformułowanie modelu matematycznego sensora pomiarowego STF umożliwiło przeprowadzenie szerokich jego badań symulacyjnych, a także całego systemu.
- Rezultaty badań symulacyjnych na modelach, z użyciem adekwatnych programów komputerowych, potwierdziły prawidłowość charakterystyk metrologicznych sensora pomiarowego oraz poprawność funkcjonowania Systemu Termoanemometru Falowego.
- Przyjęcie za podstawę funkcjonowania STF pomiar czasu przelotu znaczników cieplnych wyeliminowało wiele jego niedogodności metrologiczno-eksploatacyjnych [9].

Artykuł wpłynął do redakcji 5.03.2008 r. Zweryfikowaną wersję po recenzji otrzymano w kwietniu 2008 r.

LITERATURA

- [1] L. S. G. KOVASZNAY, *Proceedings of the Royal Society, Series A-198*, London, 1949, 174.
- [2] Z. BIERNACKI, *Zmodyfikowana metoda pomiaru prędkości gazu w piecach przemysłowych*, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, 1969.
- [3] J. KIELBASA, *An absolute Measurement of Gas Velocity by Means of an Anemometer With a Transported Thermal Signal*, *Archiwum Górnictwa*, t. XV, z. 4, 1970.
- [4] P. P. KREMLEVSKIJ, *Raschodomery i scotniki kolicestva*, *Mašinostrojenje*, Izdanie tret'e pererabotannoe i dopolnennoe, Leningrad, 1975, 775.
- [5] K. MAŃCZAK, *Metody identyfikacji wielowymiarowych obiektów sterowania*, WNT, Warszawa, 1979.
- [6] H. SZYDŁOWSKI, *Teoria pomiarów*, PWN, Warszawa, 1981.
- [7] Z. BIERNACKI, *Struktura błędów w pomiarach parametrów przepływu gazu*, Wyd. Politechniki Częstochowskiej, seria Monografie, Częstochowa, 1990.
- [8] H. H. BRUUN, *Hot-Wire Anemometry*, Oxford University Press, 1995, 507.
- [9] Z. BIERNACKI, *Sensory i systemy termoanemometryczne*, WKiŁ, Warszawa, 1997.

Z. BIERNACKI

Analysis of a Hot-Wire Anemometer System

Abstract. The paper deals with investigation of a Hot-Wire Anemometer System developed and built on the basis of the author's own design idea. The Hot-Wire Anemometer System (STF) is based on Kovaszny's idea of measuring the transit time of thermal markers drifted by the flowing medium (e.g. gas) on the a priori known interval Δl , which is a design constant of the measuring converter. The scope of investigation includes model studies employing computer simulation techniques as well as experiments on a laboratory stand. The work is focused mainly on the model studies with the use of adequate mathematical methods.

Keywords: hot-wire anemometer, thermal markers, flowing medium

Universal Decimal Classification: 532.57

